Metodología de monitoreo, detection de fallos y diagnostico en motores asíncronos.

M. J. Castelli, *Member, IEEE*, J.P. Fossati, *Member, IEEE* and M. T. Andrade, *Senior Member, IEEE*

***Resumen*— El siguiente artículo aborda el tema del mantenimiento predictivo en motores asíncronos mediante el uso de MCSA (Motor Current Signal Analysis). Esta técnica se basa en la descomposición de la señal de corriente en su espectro de frecuencia. Cada falla en particular introduce en dicha señal una componente armónica específica a cada tipo de defecto la cual es detectada mediante MCSA. Problemas en los rodamientos, rotura de barras en la jaula de ardilla, cortocircuitos en los bobinados del estator y excentricidades, son alguna de las fallas más comunes que suelen afectar a los motores asíncronos. Con el fin de estudiar los diferentes tipos de defectos y su posibilidad de diagnostico se construyó un banco de ensayos en el cual se simularon los diversos tipos de fallas. Se plantea además una metodología de monitoreo detección y diagnostico de fallos basada en el análisis del espectro de frecuencia de la corriente del motor. Una vez desarrolladas las herramientas necesarias y habiendo efectuado numerosos ensayos de laboratorio, se monitorearon motores (superiores a 100 HP) en diferente industrias.**

***Palabras claves*— Detección de fallas; Motor de inducción; MCSA.**

I. Introducción.

Los motores de inducción son responsables en los países industrializados del 40% al 50% del consumo total de energía [1], siendo entonces estos los pilares del sistema productivo. Estudios recientes indican que el 90% de los fallos en máquinas ocurren a raíz del funcionamiento anormal de los componentes internos. Existen diversas técnicas para diagnosticar fallas en los motores de inducción. Estas van desde análisis de vibración y temperatura hasta inyección de corriente o MCSA [1] [3]-[5].

En una primera instancia se describirán los principales tipos de defectos. Luego se propondrá una metodología de diagnostico de fallas. Finalmente se expondrán los resultados de los ensayos realizados tanto en el ámbito de laboratorio como industrial.

Este proyecto recibió el apoyo del PDT del Ministerio de Educación y ALFEX S.A.

M. J. Castelli es miembro del CITEM de la Universidad de Montevideo, Montevideo, C.P. 11300, Uruguay (e-mail: mcastelli@um.edu.uy).

J. P. Fossati es miembro del CITEM de la Universidad de Montevideo, Montevideo, C.P. 11300, Uruguay (e-mail: jfossati@um.edu.uy).

M. T. Andrade es director ALFEX S.A. Montevideo, C.P. 11100, Uruguay (e-mail: mandrade@ieee.org).

II. Fallas en motores de induccion.

La mayoría de las fallas en los motores asíncronos pueden ser clasificadas como mecánicas o de aislamiento. En [7] se presentan brevemente los principales tipos de defectos.

Las fallas de aislamiento están relacionadas comúnmente con cortocircuitos en el estator mientras que las mecánicas se vinculan mayormente con en el rotor. Las principales fallas mecánicas son: problemas de rodamientos, barras rotas, anormalidades en las excentricidades, obstrucción de la ventilación, etc.

Las fallas en los motores asíncronos están dominadas por problemas en rodamientos y cortocircuitos en los bobinados del estator. A continuación presentamos las estadísticas de fallos.

- Fallas relacionadas a rodamientos: 41%
- Fallas relacionadas con el estator: 37 %
- Fallas relacionadas con el rotor: 10%
- Otros problemas: 10%

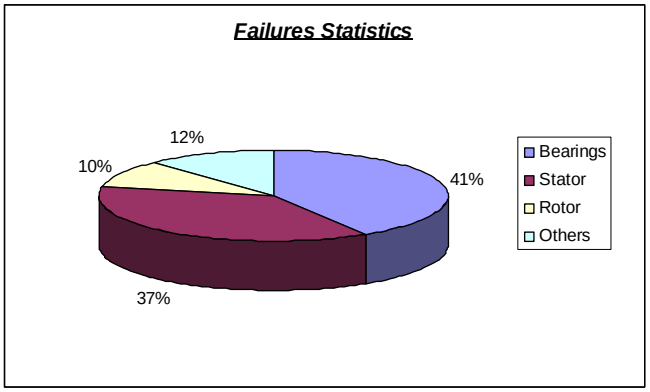


Fig. 1. Estadísticas de fallos en motores asíncronos.

III. Tratamiento de datos

Existen diversas técnicas que pueden ser usadas para la detección de fallos en motores de inducción. El MCSA (Motor Current Signal Analysis) se basa en la descomposición de la señal de corriente en su espectro de frecuencia. Los diferentes defectos introducen en la señal de corriente una componente armónica a una frecuencia característica. Esta técnica se caracteriza por ser relativamente sencilla a la hora de su

implementación a nivel industrial y por su versatilidad ya que a diferencia de los demás métodos de detección de fallas el MCSA puede ser usado indistintamente para detectar los principales tipos de defectos [1], [2], [6].

Una metodología adecuada junto con una comprensión de la influencia de las diferentes variables de muestreo es fundamental para una correcta interpretación de los datos.El espectro de frecuencia se obtiene mediante el uso de la transformada rápida de Fourier (FFT). En el caso que se muestree un numero entero de ciclos de una determinada componente resulta sencillo determinar tanto la amplitud como la frecuencia de la misma, sin embargo en la practica esto no sucede. Como consecuencia de esto tendremos en nuestro espectro componentes alrededor de la frecuencia de estudio que podrían enmascarar la presencia de otros armónicos de interés. Este efecto es comúnmente conocido como escape o leackage [11].

Otra variable a tener en cuenta es el hecho que las condiciones de carga del motor no son siempre las mismas variando entonces las características de la señal introducida por el defecto. El objetivo de la metodología de diagnostico es que sea posible hacer un seguimiento de la magnitud del defecto independientemente de las condiciones de funcionamiento del motor y del muestreo de la señal.

Con el objetivo de evitar el efecto de enmascaramiento analizado anteriormente la señal muestreada puede ser multiplicada por una función (ventana) de manera de reducir las discontinuidades. En esta oportunidad no analizaremos el uso de los diversos tipos de ventanas si no que nos concentraremos en la obtención de la amplitud de la señal introducida por el defecto.

Considerando una frecuencia de muestreo suficientemente elevada, podemos aproximar los coeficientes a_k de la serie de fourier con los coeficientes espectrales de la serie discreta de fourier.

Dada la señal $f(t)=\beta\sin(\omega t+\theta)$, si se toman muestras durante $k+y$ periodos con k entero e y real obtenemos el siguiente coeficiente espectral.

$$a_k=\frac{\omega}{2\pi k+2\pi y}\int_0^{\frac{2\pi k+2\pi y}{\omega}}\beta\sin(\omega t+\theta)e^{-\frac{2\pi k}{2\pi k+2\pi y}\omega.t.j}dt \quad (1)$$

A partir de (1) obtenemos:

Parte real de a_k:

$$\beta\left[-\frac{\cos(2\pi y+\theta+4k\pi)}{4\pi(y+2k)}-\frac{\cos(2\pi y+\theta)}{4\pi y}-\frac{\cos(\theta)k}{4\pi(y+k)(y+2k)}+\frac{\cos(\theta)(2y+k)}{4\pi y(y+k)}\right] \quad (2)$$

Parte imaginaria a_k:

$$\beta\left[\frac{\sin(2\pi y+\theta+4\pi k)}{4\pi(y+2k)}-\frac{\sin(2\pi y+\theta)}{4\pi y}+\frac{\sin(\theta)k}{4\pi(y+k)}+\frac{\sin(\theta)k}{4\pi y(y+k)}\right] \quad (3)$$

Por otro lado tenemos:

$$\begin{aligned}|a_k|=\frac{\beta}{4\pi}\Big[&2(y((y+2k)\cos(2\pi y+\theta)\\&-2\cos(\theta)(y+k))\cos(2\pi y+\theta+4k\pi)\\&-y((y+2k)\sin(2\pi y+\theta)\\&-2\sin(\theta)k)\sin(2\pi y+\theta+4\pi k)\\&-2\cos(\theta)(y^2+3ky+2k^2)\cos(2\pi y+\theta)\\&-2\sin(\theta)k(y+2k)\sin(2\pi y+\theta)+\\&(2(\cos(\theta))+1)y^2\\&+2(2(\cos(\theta))^2+1)ky+4k^2)\Big]^{\frac{1}{2}}\left|\frac{1}{y(y+2k)}\right|\end{aligned} \quad (4)$$

Tomando el límite de $|a_k|$ cuando k tiende a infinito:

$$\lim|a_k|=\frac{\beta}{4\pi}\left|\frac{1}{y}\right|\left[-2(\cos(\theta)\cos(2\pi+\theta)+\sin(\theta)\sin(2\pi y+\theta)-1)\right]^{\frac{1}{2}}$$

$k\to\infty$

$(k\in \mathrm{N})$

$$=\beta\left|\frac{\sin(\pi y)}{2\pi y}\right|$$

$$\lim 2|a_k|=\beta\left|\frac{\sin(\pi y)}{\pi y}\right| \quad (5)$$

$k\to\infty$

$(k\in \mathrm{N})$

En la expresión anterior podemos ver cuando $y=0$ tenemos $\beta=2|a_k|$. Sin embargo es casi imposible muestrear un número exacto de periodos.

Sea k el armónico principal.

Si $0<y<0.5$ el segundo armónico es el (k+1)-esimo

Si $0>y>-0.5$ el segundo armónico es el (k-1)-esimo

Llamando Ψ a la relación entre los módulos de los dos armónicos principales, tenemos la siguiente expresión.

$$\Psi = \frac{|a_k|}{|a_{k\pm1}|} \tag{6}$$

$$\Psi = \frac{\frac{\sin(\pi|y|)}{2\pi|y|}}{\frac{\sin(\pi(|y|-1))}{2\pi(|y|-1)}} = \frac{(1-|y|)}{|y|} \tag{7}$$

Es posible encontrar entonces una expresión para $|y|$.

$$|y| = \frac{1}{\Psi+1} \tag{8}$$

Por otro lado tenemos que para un muestreo lo suficientemente largo tenemos:

$$2|a_k| = \beta\left|\frac{\sin(\pi y)}{\pi y}\right| \tag{9}$$

A partir de (8) y (9) es posible deducir la amplitud y la frecuencia de la señal.

$$\frac{|a_k|2\pi}{\sin\left(\frac{\pi}{\psi+1}\right)(\Psi+1)} = \beta \tag{10}$$

$$f = \frac{k \pm \frac{1}{\Psi+1}}{tm} \tag{11}$$

De esta manera teniendo una frecuencia de muestreo suficientemente elevada y tiempos de muestreo grandes en relación a las frecuencias de interés es posible hacer uso de las expresiones (10) y (11). En la práctica se trabajó con frecuencias de muestreo de 5khz y tiempos de muestreo de 8 segundos. Es ahora posible obtener un indicio real de la magnitud de la falla.

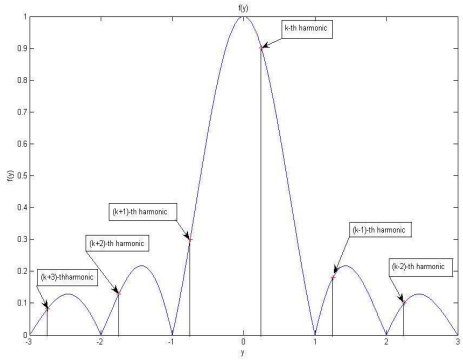


Fig. 2. Relación entre los diferentes coeficientes espectrales.

En la figura 2 se muestra la relación existente entre los módulos de los diferentes coeficientes para el caso particular en que se muestreó $k+0.25$ ciclos.

IV. MONITOREO Y METODOLOGIA DE DIAGNOSTICO

A continuación presentaremos las frecuencias características de defecto para las fallas más usuales. (Rotura de barras, cortocircuito en los bobinados, excentricidades, problemas en los rodamientos).

Barras rotas [1], [8]:

$$f_b = f_1(1 \pm 2.s) \tag{12}$$

f_b = Frecuencia de defecto
f_1 = Frecuencia de alimentación
s = Deslizamiento.

Corto circuito [6]:

$$f_{st} = f_s.\left\{\frac{n}{p}.(1-s) \pm k\right\} \tag{13}$$

f_{st} = Frecuencia de cortocircuito
f_s = Frecuencia de alimentación
n = 1, 2, 3…
p = Pares de polos
s = Deslizamiento
k = 1, 3, 5…

Excentricidades [2]:

$$f_{ec} = f_s.\left[(r \pm n_d).\left(\frac{1-s}{p}\right) \pm n_{ws}\right] \tag{14}$$

f_{ec} = Frecuencia de defecto
f_s = Frecuencia de alimentación
r = Numero de ranuras
$n_d = +/-1$
p = Pares de polos

$s =$ Deslizamiento

$n_{ws} = 1, 3, 5\ldots$

Fallas en los rodamientos [9], [10]:

$$f_0 = 0.4 * n * f_{rm}$$
$$f_1 = 0.6 * n * f_{rm} \quad (15)$$

$f_0 =$ Frecuencia inferior

$f_1 =$ Frecuencia superior

$n =$ Numero de bolas

$f_{rm} =$ Frecuencia mecánica del rotor

Una vez conocido el circuito equivalente del motor es posible obtener el deslizamiento basándose en medidas de voltaje e intensidad. En el caso de no conocer dicho circuito se estima un valor del deslizamiento a partir de la corriente. Para corroborar dicho valor se verifica la presencia de la componente armónica relacionada a la excentricidad la cual esta siempre presente. A continuación presentamos una versión simplificada de la ecuación 14.

$$f_{ec} = f_s \pm k \cdot f_{rm} \quad (16)$$

Donde:

$f_{ec} =$ Frecuencia de defecto

$f_s =$ Frecuencia de alimentación

$k = 1, 2, 3\ldots$

$f_{rm} =$ Frecuencia mecánica del rotor

Luego de obtener el valor del deslizamiento se procede a calcular la frecuencia característica de cada fallo. Una vez realizado los ensayos y obtenido el espectro de frecuencia se identifican los armónicos de interés y se calculan las diferentes amplitudes de las señales introducidas por cada defecto. Uno de los problemas que surge a la hora de evaluar la magnitud del defecto es el hecho que el motor no siempre va a estar funcionando con las mismas condiciones de carga. Para independizarnos de dichas condiciones la magnitud de la señal introducida por cada defecto se expresa como un porcentaje del modulo del armónico a la frecuencia de alimentación.

Para obtener un diagnostico preciso es necesario estudiar la evolución de los defectos a través del tiempo de forma de generar una tendencia.

V. Resultados de Laboratorio

A continuación se presentan los resultados de los ensayos llevados a cabo en condiciones de laboratorio. Para llevar a cabo dichas pruebas se construyó un banco de ensayos compuesto por dos motores, uno de ellos funcionando como carga y en el otro se simularon los diferentes defectos.

Para ensayar los defectos en la jaula de ardilla se perforaron diferente número de barras con vistas de poder hacer un seguimiento de la magnitud de la falla. En el caso de los defectos en los bobinados del estator se cortocircuitaron espiras en diferentes niveles dentro de una misma fase. Los problemas de rodamientos se simularon generando pequeños defectos en diferente número de bolas.

Fig. 3. Banco de ensayos.

Estudio de barras rotas:

$s = 0.0473\ (1429rpm)$

$f_{b-} = 45.25Hz$

$f_{b+} = 54.75Hz$

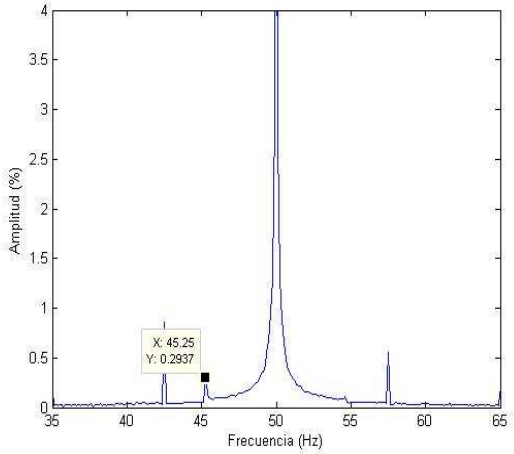


Fig. 4. Espectro de frecuencia para condiciones iniciales de estudio (motor sano)

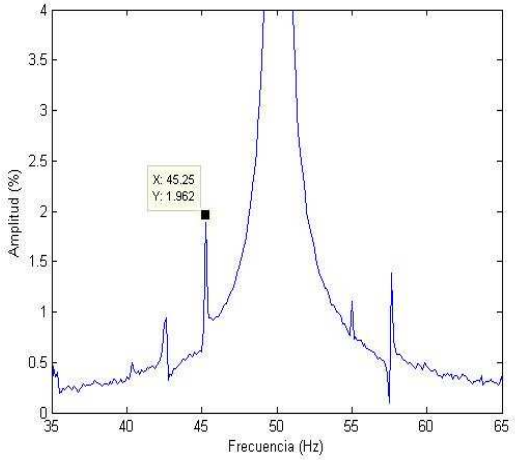


Fig. 5. Espectro de frecuencia para tres barras rotas.

TABLA I
RESULTADOS ENSAYOS BARRAS ROTAS

Frec (Hz)	Amp (%)	Nr barras rotas
45.25	0,2937	0
45.25	1,028	1
45.25	1,83	2
45.25	1,962	3

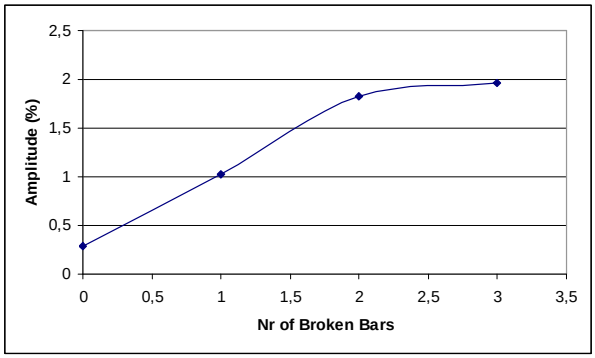


Fig. 6. Evolución del defecto.

Estudio de cortocircuitos:

$$s = 0.0153 \ (1477 rpm)$$

$$f_{sc} = 25.37 Hz$$

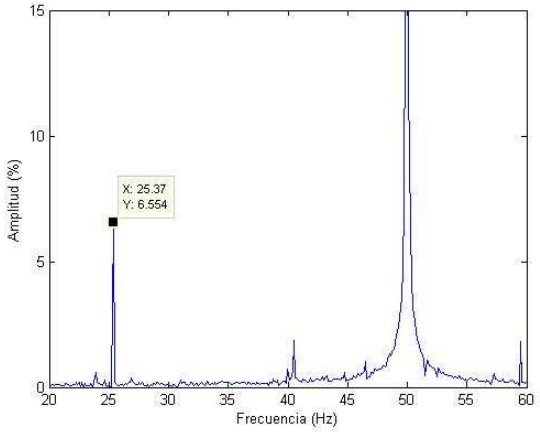


Fig. 7. Espectro de frecuencia en condiciones iniciales.

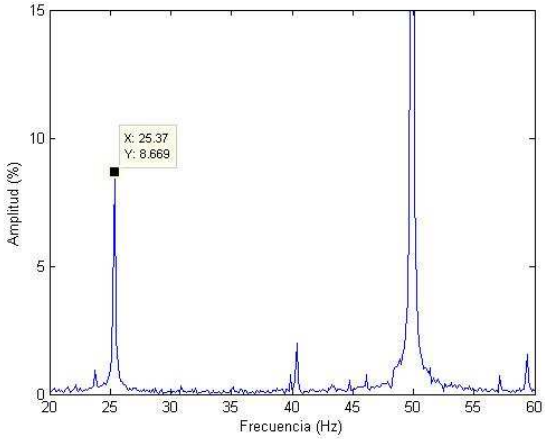


Fig. 8 Espectro de frecuencia para un nivel de cortocircuito de 4.41%

TABLA II
RESULTADOS SOBRE ENSAYOS DE CORTOCIRCUITO

Frec (Hz)	Amp (%)	SC (%)
25.37	6,554	0
25.37	6,563	1,5
25.37	7,279	2,45
25.37	8,669	4,41

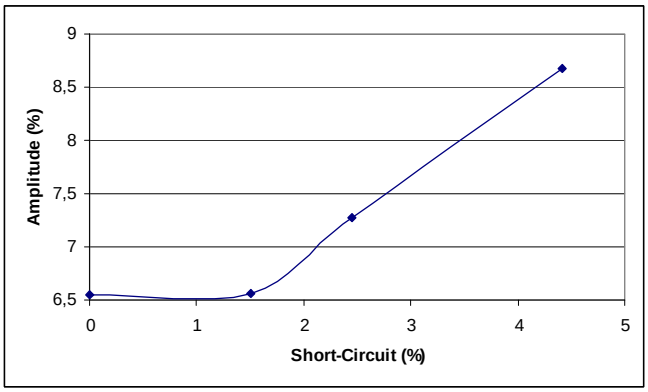


Fig 9. Evolución del defecto de cortocircuito

Estudio de defectos en rodamientos:

$$s = 0.073 \ \ (1489rpm)$$

$$f_{cc} = 25.37Hz$$

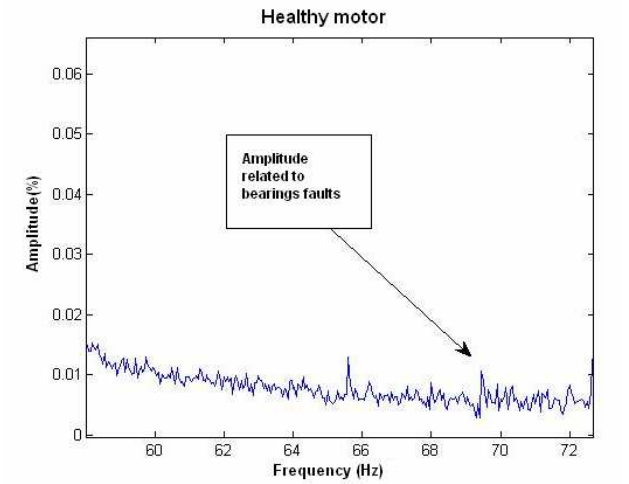


Fig. 10. Espectro de frecuencia para el motor en condiciones iníciales.

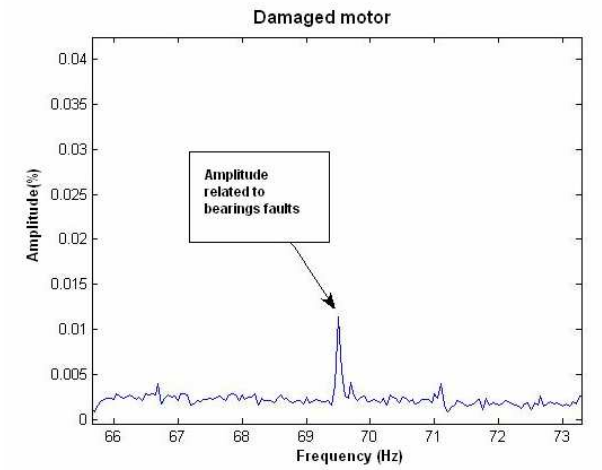


Fig. 11. Espectro de frecuencia para el motor con defectos en rodamientos.

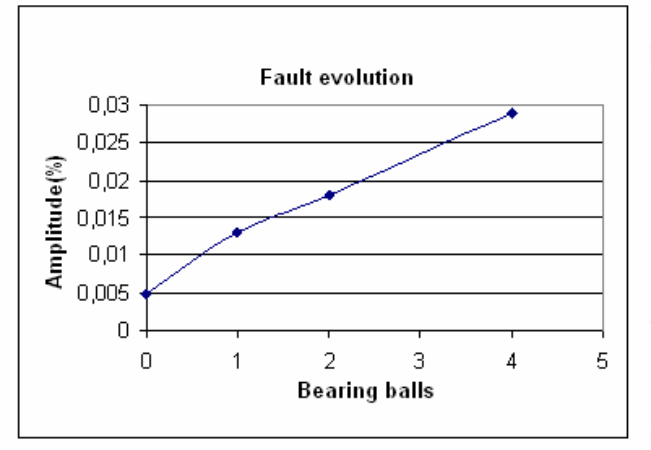


Fig12. Evolución del defecto.

VI. RESULTADOS A NIVEL INDUSTRIAL

A continuación se presenta un resultado de interés dentro de los ensayos realizados en la industria. En este caso en particular no fue necesario estudiar la evolución del defecto en el tiempo debido a la magnitud de la falla.

TABLA III

Power (kW)	220
Voltage (V)	380
Nominal Current (A)	387
Pole pairs	1
Nominal speed (rpm)	2965

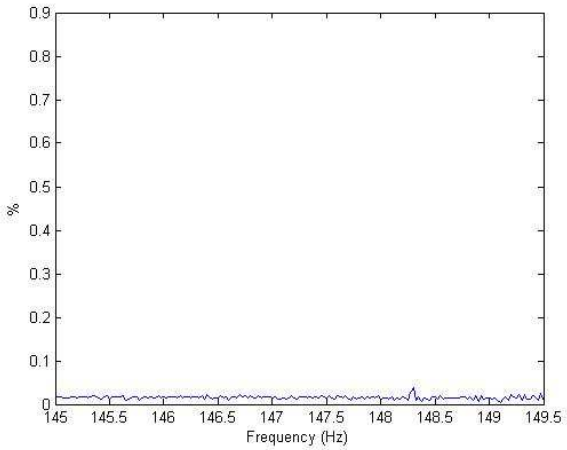


Fig. 13. Espectro alrededor de la frecuencia de cortocircuito (fase A)

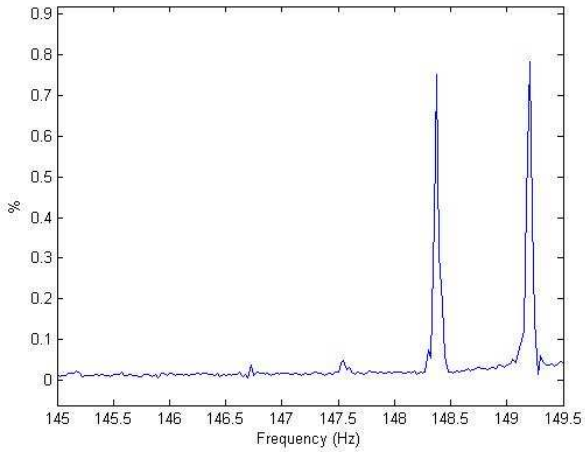


Fig. 14. Espectro alrededor de la frecuencia de cortocircuito (fase B)

Es evidente la presencia de defectos de cortocircuito en el motor estudiado.

VII. CONCLUSIONES

Una nueva metodología de monitoreo y diagnostico de motores asíncronos es presentada obteniéndose resultados alentadores. Es posible a partir de esta técnica obtener la amplitud y la frecuencia exacta de la señal introducida por el defecto. Esto permite generar una tendencia que ponga en evidencia la presencia de alguna de las fallas previamente estudiadas. Por último es importante destacar que la metodología desarrollada se adapta perfectamente al ámbito industrial.

VIII. BIBLIOGRAFÍA

[1] Thomson, W.T.; Gilmore, R. J. Motor Current Signature Analysis to Detect Faults in Induction Motor Drives- Fundamentals, Data Interpretation, and Industrial Case Histories. Proccedings of 32rd Turbomachinery Symposium, 2003.

[2] Thomson, W.T. A Review of On-Line Condition Monitoring Techniques for Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors – Past, Present and Future, The Robert Gordon University, Schoolhill, Aberdeen, Scotland, 1999

[3] Kilman, G.B.; Premerlani, W.J.; Yazici, B.; Koegl, R.A.; Mazereeuw, J. Sensorless, Online Motor Diagnostics, IEEE Computer Applications in Power, April 1997

[4] Demian, C.; Mpanda-Mabwe, A.; Heano, H.; Capolino, G. Detection of Induction Machines Rotor Faults at Standstill Using Signals Injection. IEEE Trans on Ind Applications, Vol. 40 No 6, November/December 2004

[5] Legowski, S.F.; Ula, S.H.M.; Trzynadlowski, A.M. Instantaneous Power as a Medium for the Signature Analysis of Induction Motors. IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 32, No 4, July/August 1996.

[6] Thomson, W.T.; Fenger, M. Case Histories of Current Signatura Analysis to Detect Faults in Induction Motor Drives. Electrical Machines and Drives, IEMDC IEEE, Volume 3; pp1459-1465, June 2003.

[7] Botha, M. M. Electrical Machines Failure, Causes and Cures, Electrical Machines and Drives. 8th annual conference of IEEE, Nº 444, pp. 114-117, 1-3 de September of 1997

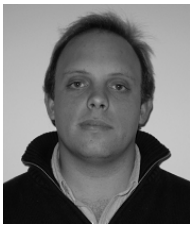
[8] Bellini, A. Filippetti, F. Frabceschini, G. Tassoni, C. and Kliman, G. B.; Quantitative Evaluation of Induction Motor Broken Bars by Means of Electrical Signature Anlysis. IEEE Trans. on Ind Applications, Vol. 37, Nº 5, September/October 2001

[9] Stack, J.R.; Habletler, T.G.; Harley, R.G. Bearing Fault Detection via Autoregressive Stator Current Modeling. IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 40, Nº. 3, May/June 2004.

[10] Pereira, L.A.; da Silva Gazzana, D.; Pereira L. F. A. Motor Current Siganture Analysis and Fuzzy Logic Applied to the Diagnosis of Short-

[11] Harris, F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform, Proceedings of the IEEE, Volume: 66 Jan. 1978.

Marcelo Castelli: Nació en Montevideo Uruguay el 14 de febrero de 1979. Se recibió de ingeniero en la Universidad de Montevideo en el 2004. Luego realizó sus estudios de doctorado en la Universidad de Navarra (pendiente defensa de tesis) donde trabajó durante dos años en TECNUN (Campus tecnológico de la Universidad de Navarra). Actualmente trabaja en el CITEM (centro de investigación e innovación tecnológica de Montevideo) donde desarrolla sistemas de control y técnicas de mantenimiento predictivo.



Marcos Andrade: Nació en Montevideo Uruguay el 4 de agosto de 1949. Se recibió de ingeniero eléctrico en la Universidad de la republica en 1979. Actualmente es gerente de ALFEX S.A. y desarrolla proyectos de investigación en conjunto con el CITEM.

Juan Pablo Fossati: Nació en Montevideo Uruguay el 22 de diciembre de 1983. Se recibió de ingeniero industrial en la Universidad de Montevideo en el 2008. Actualmente es miembro CITEM (centro de investigación e innovación tecnológica de Montevideo).